

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 09-219616  
 (43)Date of publication of application : 19.08.1997

(51)Int.Cl. H01G 3/34  
 H04B 1/10  
 H04B 7/08

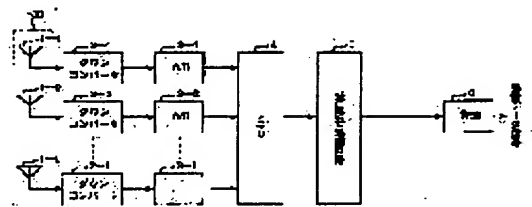
(21)Application number : 08-026638 (71)Applicant : ATR KODENPA TSUSHIN KENKYUSHO:KK  
 (22)Date of filing : 14.02.1996 (72)Inventor : ABUDESERAMU KURUUSHIE JIEDEI  
 SEKIGUCHI TAKASHI  
 MIURA TATSU

## (54) RECEPTION SIGNAL PROCESSOR

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a reception signal processor for an array sensor which is capable of detecting a signal in a shorter time, as compared with a conventional example.

SOLUTION: This processor detects plural (d) incoming signals received by the array sensor 100 composed of plural L sensor elements 1-1 to 1-L and outputs the signals. At this time, based on the reception signals from L sensor elements 1-1 to 1-L, the number (d) of incoming signal, the incoming direction of each incoming signal and the  $(L \times d)$  array response matrix corresponding to each incoming direction of d signals and each sensor element are operated so that the (d) incoming signals may be maximum. A QR decomposition into the product of  $(L \times L)$  unitary matrix Q and  $(L \times L)$  matrix R is performed for the array response matrix. Based on the  $(L \times d)$  matrix Q1 composed of the columns from the first column to the d-th column of the unitary column Q the  $(d \times d)$  triangle matrix R1 composed of the lines from the first line to the d-th line of the matrix R and plural L reception signals, plural (d) incoming signals are detected and the signals are outputted to a demodulator 6.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 14.02.1996  
 [Date of sending the examiner's decision of rejection]  
 [Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]  
 [Date of final disposal for application]  
 [Patent number] 3081522  
 [Date of registration] 23.06.2000  
 [Number of appeal against examiner's decision of rejection]  
 [Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]  
 [Date of extinction of right] 23.06.2003

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-219616

(43)公開日 平成9年(1997)8月19日

(51)Int.Cl. <sup>9</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 1 Q	3/34		H 0 1 Q	3/34
H 0 4 B	1/10		H 0 4 B	1/10
	7/08			7/08
				L
				D

審査請求 有 請求項の数 2 O L (全 20 頁)

(21)出願番号 特願平8-26638

(22)出願日 平成8年(1996)2月14日

(71)出願人 000127662

株式会社エイ・ティ・アール光電波通信研究所

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5番地

(72)発明者 アブデセラム・クルーシェ・ジェディ

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷5番地

株式会社エイ・ティ・アール光電波通信研究所内

(74)代理人 弁理士 青山 葆 (外2名)

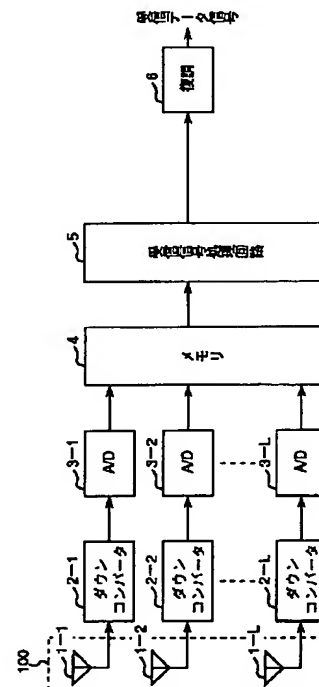
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 受信信号処理装置

(57)【要約】

【課題】 従来例に比較して、短時間で信号を検出できるアレーセンサー用の受信信号処理装置を提供する。

【解決手段】 複数L個のセンサー素子からなるアレーセンサーによって受信された複数d個の到来信号を検出して出力する受信信号処理装置であって、L個のセンサー素子からの受信信号に基づいて、d個の到来信号が最大となるように、到来信号の個数dと、各到来信号の到来方向と、d個の信号の各到来方向と各センサー素子に対応する(L×d)のアレー応答行列を演算して、アレー応答行列を(L×L)のユニタリー行列Qと(L×d)の行列Rとの積にQR分解して、ユニタリー行列Qの1列目からd列目までの列からなる(L×d)の行列Q<sub>i</sub>と行列Rの1行目からd行目までの行からなる(d×d)の三角行列R<sub>i</sub>と複数L個の受信信号とに基づいて、複数d個の到来信号を検出して出力する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数  $L$  個のセンサー素子が所定の間隔で配列されてなるアレーセンサーによって受信され、互いに異なる各到来方向からそれぞれ到達する、上記複数  $L$  より小さい数の複数  $d$  個の到来信号を検出して出力するための受信信号処理装置であって、

上記複数  $L$  個のセンサー素子によってそれぞれ受信された複数  $L$  個の受信信号に基づいて、上記複数  $d$  個の到来信号の信号成分が最大となるように、上記到来信号の個数  $d$  と、上記複数  $d$  個の到来信号の上記アレーセンサーへの各到来方向の角度と、上記複数  $d$  個の到来信号の各到来方向にそれぞれ対応しかつ上記複数  $L$  個のセンサー素子への入力信号に対する複数  $d$  個の出力信号を表わすための  $(L \times d)$  のアレー応答行列を演算して、上記複数  $d$  個の到来信号の各到来方向にそれぞれ対応する  $(L \times d)$  のアレー応答行列を、 $(L \times L)$  のユニタリー行列  $Q$  と、 $(L \times d)$  の行列  $R$  との積に  $QR$  分解して、上記ユニタリー行列  $Q$  の 1 列目から  $d$  列目までの列からなる  $(L \times d)$  の行列  $Q_1$  と、上記行列  $R$  の 1 行目から  $d$  行目までの行からなる  $(d \times d)$  の三角行列  $R_1$  と、上記複数  $L$  個の受信信号とに基づいて、上記  $(d \times d)$  の三角行列  $R_1$  の逆行列と、上記  $(L \times d)$  の行列  $Q_1$  の共役転置行列と、上記複数  $L$  個の受信信号からなる受信信号行列  $X$  との積を演算することにより当該積の行列を上記複数  $d$  個の到来信号として検出して出力することを特徴とする受信信号処理装置。

【請求項 2】 上記各センサー素子はアンテナ素子であり、上記アレーセンサーはアレーアンテナであることを特徴とする請求項 1 記載の受信信号処理装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、複数のセンサー素子が配列されてなるアレーセンサーによって受信された複数の到来信号を検出して出力するための受信信号処理装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】従来の受信信号処理装置では、主として、受信データ相関行列の固有値分解を実行して信号の検出を行っていた。例えば、MUSIC アルゴリズムを用いた第 1 の従来例の受信信号処理装置では、雑音サブ空間を固有ベクトル値の集合に対応させて、複数の到来信号を検出して出力している。また、信号サブ空間を用いた第 2 の従来例の受信信号処理装置では、受信データ相関行列の固有値分解をして、コスト関数を作成するために信号サブ空間を利用している。この場合、信号の検出と推定のため多次元探索が必要となる。

## 【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上述の第 1 と第 2 の従来例の受信信号処理装置では、データ相関行列の固有値分解を実行する演算時間が長くなり、信

号の検出に時間がかかるという問題点があった。

【0004】本発明の目的は、従来例に比較して、短い検出時間で信号の検出をすることができるアレーセンサー用の受信信号処理装置を提供することにある。

## 【0005】

【課題を解決するための手段】本発明に係る請求項 1 記載の受信信号処理装置は、複数  $L$  個のセンサー素子が所定の間隔で配列されてなるアレーセンサーによって受信され、互いに異なる各到来方向からそれぞれ到達する、上記複数  $L$  より小さい数の複数  $d$  個の到来信号を検出して出力するための受信信号処理装置であって、上記複数  $L$  個のセンサー素子によってそれぞれ受信された複数  $L$  個の受信信号に基づいて、上記複数  $d$  個の到来信号の信号成分が最大となるように、上記到来信号の個数  $d$  と、上記複数  $d$  個の到来信号の上記アレーセンサーへの各到来方向の角度と、上記複数  $d$  個の到来信号の各到来方向にそれぞれ対応しかつ上記複数  $L$  個のセンサー素子への入力信号に対する複数  $d$  個の出力信号を表わすための

$(L \times d)$  のアレー応答行列を演算して、上記複数  $d$  個の到来信号の各到来方向にそれぞれ対応する  $(L \times d)$  のアレー応答行列を、 $(L \times L)$  のユニタリー行列  $Q$  と、 $(L \times d)$  の行列  $R$  との積に  $QR$  分解して、上記ユニタリー行列  $Q$  の 1 列目から  $d$  列目までの列からなる  $(L \times d)$  の行列  $Q_1$  と、上記行列  $R$  の 1 行目から  $d$  行目までの行からなる  $(d \times d)$  の三角行列  $R_1$  と、上記複数  $L$  個の受信信号とに基づいて、上記  $(d \times d)$  の三角行列  $R_1$  の逆行列と、上記  $(L \times d)$  の行列  $Q_1$  の共役転置行列と、上記複数  $L$  個の受信信号からなる受信信号行列  $X$  との積を演算することにより当該積の行列を上記複数  $d$  個の到来信号として検出して出力することを特徴とする。

【0006】また、請求項 2 記載の受信信号処理装置は、請求項 1 記載の受信信号処理装置において、上記各センサー素子はアンテナ素子であり、上記アレーセンサーはアレーアンテナであることを特徴とする。

## 【0007】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明に係る実施形態について説明する。

<実施形態>図 1 は、本発明に係る一実施形態である受信機のブロック図である。この実施形態の受信機は、アレーアンテナ 1-1 乃至 1-L からなるアレーアンテナ 100 と、ダウンコンバータ 2-1 乃至 2-L と、A/D 変換器 3-1 乃至 3-L と、メモリ 4 と、受信信号処理回路 5 と、復調器 6 とからなる。ここで、図 1 の受信機において、受信信号処理回路 5 は、アンテナ素子 1-1 乃至 1-L によってそれぞれ受信された複数  $L$  個の受信信号に基づいて、上記複数  $d$  個の到来信号の信号成分が最大となるように、複数  $d$  個の到来信号の各到来方向にそれぞれ対応し、複数  $L$  個のアンテナ素子への入力信号に対する複数  $d$  個の出力信号を表わすための  $(L \times$

d) のアレー応答行列Aを演算して、上記複数d個の到来信号の各到来方向にそれぞれ対応する $(L \times d)$ のアレー応答行列Aを、 $(L \times L)$ のユニタリー行列Qと、 $(L \times d)$ の行列Rとの積にQR分解して、上記ユニタリー行列Qの1列目からd列目までの列からなる $(L \times d)$ の行列 $Q_i$ と、上記行列Rの1行目からd行目までの行からなる $(d \times d)$ の三角行列 $R_i$ と、上記複数L個の受信信号とに基づいて、上記 $(d \times d)$ の三角行列 $R_i$ の逆行列と、上記 $(L \times d)$ の行列 $Q_i$ の共役転置行列と、上記複数L個の受信信号からなる受信信号行列Xとの積を演算することにより当該積の行列を上記複数d個の到来信号として検出して復調器6に出力することを特徴とする。

【0008】次に、本実施形態の構成を詳細に説明する。図1に示すように、アンテナ素子 $1-i$  ( $i=1, 2, \dots, L$ ) には、互いに縦続に接続されたダウンコンバータ $2-i$ とA/D変換器 $3-i$ とが接続される。ここで、ダウンコンバータ $2-i$ は、低雑音増幅器(図示せず。)と局部発振器(図示せず。)とミキサー(図示せず。)と低域通過フィルタ(図示せず。)とからなる。ダウンコンバータ $2-i$ は、アンテナ素子 $1-i$ から入力された高周波信号を低雑音増幅器によって増幅した後、ミキサーによって、増幅された高周波信号と局部発振器から入力される局部発振信号とを混合して、所定の中間周波数を有する中間周波信号(以下、IF信号という。)に周波数変換して、不要な高調波成分を除去する低域通過フィルタを介してA/D変換器 $3-i$ に出力する。

【0009】A/D変換器 $3-i$ は、例えば中間周波数の4倍のサンプリング周波数で、入力された中間周波数信号をIFデジタル信号にA/D変換してメモリ4に出力する。メモリ4は、入力される複数L個のIFデジタル信号を記憶する。受信信号処理回路5は、メモリ4に記憶されたIFデジタル信号に詳細後述する処理を実行して、出力信号ベクトルShを復調器6に出力する。

【0010】次に受信信号処理回路5について詳細に説明する。ここではまず、受信信号処理回路5における受信信号処理の原理について説明し、その後、受信信号処理回路5の構成と動作を説明する。

【0011】<原理>まず、上述のアレーアンテナ100で、中心周波数 $\omega_0$ の複数d個( $d < L$ )の狭帯域の平面波を受信する場合、アンテナ素子 $1-i$ で受信される受信信号 $x_i(t)$ は次の数1で表される。

【0012】

$$\text{【数1】 } x_i(t) = f(t) \cos \{ \omega_0(t + \tau_i) + \phi(t + \tau_i) \} + n_i(t)$$

$i=1, 2, \dots, L$

【0013】ここで、 $\tau_i$ は、平面波が基準点である原点(ここで、原点は、例えばアンテナ素子 $1-1$ にあ

る。)からi番目のアンテナ素子 $1-i$ へ伝播するのに要する時間である。また、数1の包絡線信号 $f(t)$ は実数値であって、ゆっくりと変化する時間の関数である。 $n_i(t)$ はi番目のアンテナ素子 $1-i$ で受信される付加雑音である。本実施形態において、狭帯域とは、平面波がアレーアンテナ100を通過する時間内において包絡線信号 $f(t)$ と位相 $\phi(t)$ の値が変化しないと思えることができる程度の狭い帯域のことをいう。アンテナ素子 $1-i$ で受信された信号 $x_i(t)$

は、ダウンコンバータ $2-i$ で周波数変換される。このとき、正弦波 $\sin(\omega_0 t)$ と $\cos(\omega_0 t)$ による乗算を伴うので、低域ろ波後の信号の出力は、同相成分 $f(t + \tau_i) \cos \{ \omega_0 \tau_i + \phi(t + \tau_i) \}$ と直角成分 $f(t + \tau_i) \sin \{ \omega_0 \tau_i + \phi(t + \tau_i) \}$ とからなる。ここで、到来する信号は、上述のように狭帯域であるので、 $f(t + \tau_i) = f(t)$ 及び $\phi(t + \tau_i) = \phi(t)$ が成り立つ。このようにd個の信号がある場合、遅延時間 $\tau_i$ は、各平面波の到来方向とアンテナ素子 $1-i$ の位置とに対応した値になるので、以後、上記原点を基準とする各アンテナ素子 $1-i$ における各平面波の遅延時間を $\tau_{ik}$ と表す。ここで、 $i=1, 2, \dots, L$ であり、 $k=1, 2, \dots, d$ である。そして、L個のアンテナ素子 $1-i$ からなるアレーアンテナ100の出力である複素ベクトル $x(t)$ は、次の数2で示することができる。

【0014】

$$\text{【数2】 } x(t) = A(\tau) s(t) + n(t)$$

【0015】ここで、 $s(t)$ は、アレーアンテナ100に到来する信号であり、 $s_k(t) = f_k(t) \exp \{ j \phi_k(t) \}$ を成分とするd次元の列ベクトルであり、ここで、 $s_k(t)$ は到来するd個の信号のうちのk番目( $k=1, 2, \dots, d$ )の信号である。また、 $A(\tau)$ はアレー応答行列であり、 $a_{ik}(\tau) = \exp \{ j \omega_0 \tau_{ik} \}$ を成分とする $(L \times d)$ の行列であり、 $a_{ik}(\tau)$ はk番目の信号と同じ到来方向の単位波信号のi番目のアンテナ素子 $1-i$ での応答値である。言い換えると、アレー応答行列 $A(\tau)$ は、アレーアンテナ100に到来する複数d個の平面波の各到来方向にそれぞれ対応し、複数L個のアンテナ素子 $1-i$ への入力信号に対する複数d個の出力信号を表わすための $(L \times d)$ の行列である。

【0016】以下の説明においては、説明を簡単にするため、L個のアンテナ素子 $1-i$ は等間隔1で一直線上で配列されたりニアアレーアンテナであると仮定し、平面波の伝搬の方向はすべてL個のアンテナ素子 $1-i$ が配列された直線を含む同一平面上にあるものとする。従って、 $\tau_{ik} = \{ (i-1) \cdot l \sin(\theta_k) \} / c$ で表すことができる。ここで、cは光速である。入射角 $\theta_k$ は、k番目の平面波の到来方向とL個のアンテナ素子 $1-i$ が配列された直線の法線との間の角度である。こ

ここで、すべての入射角を表す $d$ 次元列ベクトルである入射角ベクトル $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_d]$ は、本実施形態において検出すべきパラメータであって、アレー応答行列 $A(\theta)$ は入射角ベクトル $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \dots \ \theta_d]$ に対して直接的に依存することを強調する。信号 $s(t)$ は、 $d$ 次元のベクトル信号として表され、雑音ベクトル $n(t)$ は、等しい電力 $\sigma^2$ を有する白色雑音の $L$ 次元列ベクトルで表される。ここで、信号ベクトル $s(t)$ と雑音ベクトル $n(t)$ とは相関がないと仮定する。それゆえ、各時刻 $t_n$  ( $n=1, 2, \dots, N$ )における $N$ 個の $L$ 次元列ベクトル $x(t_1), x(t_2), \dots, x(t_N)$ を用いて、受信信号行列 $X$ は次の数3で表すことができる。

【0017】

【数3】

 $X$ 

$$= [x(t_1) \ x(t_2) \ \dots \ x(t_N)]$$

$$= A(\theta) S + N_0$$

【0018】ここで、 $(L \times N)$ の信号行列 $S = [s(t_1) \ s(t_2) \ \dots \ s(t_N)]$ であり、 $(L \times N)$ の雑音行列 $N_0 = [n(t_1) \ n(t_2) \ \dots \ n(t_N)]$ である。 $N$ が大きい場合には、数4で表される自己相関行列 $R_s$ は、信号自己相関行列 $R_x$ を用いて次の数5で表すことができる。

【0019】

【数4】 $R_s = (1/N) X X^\dagger$ 【数5】 $R_s = A(\theta) R_x A(\theta)^\dagger + \sigma^2 I$ 

【0020】ここで、 $\dagger$ は、共役転置行列を示す記号である。アレー応答行列 $A(\theta)$ は数学モデルや計測をする場合には周知であると仮定し、データ相関行列の固有値分解の代わりに、ユニタリー行列 $Q(d, \theta)$ を用いて、数6で表される効率的なQR分解を実行する。QR分解については、「岩波数学辞典」第3版、日本数学会編集、岩波書店発行、1985年12月10日」等に

に説明されている。

【0021】

【数6】 $A(\theta) = Q(d, \theta) R$ 

【0022】ここで、アレー応答行列 $A(\theta)$ は数7に示すように $(L \times d)$ の行列であり、以下の説明において記述を簡略にするために、 $(\theta)$ を省略して単にアレー応答行列 $A$ と記す。また、ユニタリー行列 $Q(d, \theta)$ は数8に示すように $(L \times L)$ の行列であり、以下の説明においては $(d, \theta)$ を省略して単にユニタリー行列 $Q$ と記す。また、数6における $R$ は $(L \times d)$ の行列であって、数9で表される。

【0023】

【数7】

$$A = \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & \dots & a_{1,d} \\ a_{2,1} & a_{2,2} & \dots & a_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{d,1} & a_{d,2} & \dots & a_{d,d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{L,1} & a_{L,2} & \dots & a_{L,d} \end{bmatrix}$$

【数8】

$$Q = \begin{bmatrix} q_{1,1} & q_{1,2} & \cdots & q_{1,d} & q_{1,d+1} & \cdots & q_{1,L} \\ q_{2,1} & q_{2,2} & \cdots & q_{2,d} & q_{2,d+1} & \cdots & q_{2,L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{L,1} & q_{L,2} & \cdots & q_{L,d} & q_{L,d+1} & \cdots & q_{L,L} \end{bmatrix}$$

【数9】

$$R = \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,d} \\ 0 & r_{2,2} & \cdots & r_{2,d} \\ \vdots & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_{d,d} \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}$$

20

$$Q_1 = \begin{bmatrix} q_{1,1} & q_{1,2} & \cdots & q_{1,d} \\ q_{2,1} & q_{2,2} & \cdots & q_{2,d} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{L,1} & q_{L,2} & \cdots & q_{L,d} \end{bmatrix}$$

【数11】

30

$$Q_2 = \begin{bmatrix} q_{1,d+1} & \cdots & q_{1,L} \\ q_{2,d+1} & \cdots & q_{2,L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ q_{L,d+1} & \cdots & q_{L,L} \end{bmatrix}$$

【数12】

【0024】ここで、ユニタリー行列Qを、数10に示すユニタリー行列Qの1列目からd列目までの列からなる $(L \times d)$ の行列 $Q_1$ と、数11に示すユニタリー行列Qの $(d+1)$ 列目からL列目までの列からなる $\{L \times (L-d)\}$ の行列 $Q_2$ とを用いて、 $Q = [Q_1 Q_2]$ と表す。また、数9の行列Rを、数12で表される $(d \times d)$ の三角行列 $R_1$ を用いて数13に示すように表す。ここで、 $R_0$ は、成分がすべて0である $\{(L-d) \times d\}$ のゼロ行列である。

【0025】

【数10】

$$R_1 = \begin{bmatrix} r_{1,1} & r_{1,2} & \cdots & r_{1,d} \\ 0 & r_{2,2} & \cdots & r_{2,d} \\ \cdot & 0 & & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & & \cdot \\ 0 & 0 & \cdots & r_{d,d} \end{bmatrix}$$

【数13】

$$R = \begin{bmatrix} R_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

【0026】次に、数2を数6の $A=QR$ を用いて変形すると、次の数14のように表すことができ、さらに数14の両辺に左からユニタリー行列 $Q$ の共役転置行列 $Q^\dagger$ を乗じることにより、数15に示すように変換することができる。

【0027】

【数14】 $x(t) = QR \cdot s(t) + n(t)$ 【数15】 $Q^\dagger x(t) = R \cdot s(t) + Q^\dagger n(t)$ 

【0028】また、上述のように、行列 $R$ が数13に示す構造を有するので、変換後の受信信号の $L$ 次元列ベクトル $Q^\dagger x(t)$ の後ろの $(d+1)$ 番目から $L$ 番目の成分は、雑音のみに依存する成分である。アレー応答行列 $A$ が相異なる入射角 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_d$ に対してフルランクであると仮定すると、最後の $(L-d)$ 個の成分に対応するチャンネルの電力が最小になるようなユニタリー行列 $Q$ が、正しい入射角 $\theta$ に対応する。ここで、最小にすべきコスト関数 $V(\theta, d)$ を数16で表されるフロベニウスのノルム $\| [0 \ I] Q^\dagger X \|_F$ を用いて、数17で表す。

\*

$$\begin{aligned} & Q^\dagger R \cdot Q \\ & \doteq [R' \quad Q^\dagger a(\theta_{d+1}) \quad \cdots \quad Q^\dagger a(\theta_d)] R \\ & \doteq [R' \quad Q^\dagger a(\theta_{d+1}) \quad \cdots \quad Q^\dagger a(\theta_d)]^\dagger + \sigma^2 I \end{aligned}$$

【0033】ここで、 $R'$ は三角行列 $R'_1$ を有する行列であり数20で表される。数20において、 $R'_1$ は $da \times da$ の三角行列で、 $0$ は $(L-da) \times da$ のゼロ行列である。コスト関数 $V(\theta, d)$ の大域的な最小値では、 $a_i = a(\theta_i)$ とすると、コスト関数 $V(\theta, d)$ は次の数21のように近似することができる。

【0034】

【数20】

\* 【0029】

【数16】

$$\| [0 \ I] Q^\dagger X \|_F$$

$$= 1 / \sqrt{\{N(L-d)\}} \cdot [0 \ I] Q^\dagger X$$

$$= 1 / \sqrt{\{N(L-d)\}} Q_2^\dagger X$$

$$\text{【数17】 } V(\theta, d) = \{1 / (N(L-d))\} \| [0 \ I] Q^\dagger X \|_F^2$$

【0030】ここで、 $[0 \ I]$ は、 $(L-d) \times d$ のゼロ行列 $0$ と $(L-d) \times (L-d)$ の単位行列 $I$ とからなる $(L-d) \times L$ の行列であり、行列 $[0 \ I]$ によって行列 $Q^\dagger X$ の $(d+1)$ 行目から $L$ 行目までの $(L-d)$ 行が選出される。データ数が多くなるにつれて、コスト関数 $V(\theta, d)$ が大域的な最小値をとるときに、その値は各チャンネルで等しいと仮定した雑音電力に近づく( $V_{\min}(\theta, d) \doteq \sigma^2$ となる。)を観測することができる。すなわち、コスト関数 $V(\theta, d)$ が最小になるようにすれば、信号の数 $d$ と入射角 $\theta$ とを求めることができる。

【0031】次に、コスト関数 $V(\theta, d)$ が最小になるような入射信号の数 $d$ と入射角 $\theta$ とを検出する検出アルゴリズムを説明する。例えば、検出した信号数 $da$ が実際に到達する信号の数 $d$ より少ない場合、コスト関数 $V(\theta, d)$ の最小値は雑音だけでなく信号にも依存することになる。すなわち、数5より数18が成立する。ここで、解析を簡単にするために、ほぼ同等の電力(平均信号電力値 $\langle s^2 \rangle$ )を用いて $R_i \doteq \langle s^2 \rangle I$ が成立する。)を有しかつ $\{\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_d\}$ のうちの $da$ 個( $da < d$ )の $\theta_i$ を要素とする( $i=1, 2, \dots, da$ )入射角ベクトル $\theta$ に対する最小のコスト関数値を有する互いに相関のない信号を仮定する。一般性を失うことなく、 $da$ 個の $\theta_i$ を要素とする入射角ベクトルを $\theta = [\theta_1 \ \theta_2 \ \cdots \ \theta_{da}]$ とおくことができ、従って、次の数19が成り立つ。

【0032】

$$\text{【数18】 } Q^\dagger R \cdot Q \doteq Q^\dagger A R \cdot A^\dagger Q + \sigma^2 I$$

【数19】

$$R' = \begin{bmatrix} R'_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

【数21】

$$V(\theta, d) \approx \sigma^2 + \{1/(L - da)\} < s^2 > \sum_{i=da+1}^d \text{Trace}\{a_i a_i^T Q_2 Q_2^T\}$$

【0035】ここで、 $\text{Trace}[a_i a_i^T Q_2 Q_2^T]$ は、行列 $[a_i a_i^T Q_2 Q_2^T]$ の対角要素の和を表す。数21から明らかなように最小値 $\sigma^2$ は、数21の右辺の第2項の和がゼロ、つまり $da = d$ のときに達成される。これは、高い信号対雑音電力比SNRにおいて特に良好に成立する。一方、低い信号対雑音電力比SNRに対しては、数21の近似式における第2項の寄与は小さいので、入射角ベクトルのとる値に対するコスト関数値の差は、 $\sigma^2$ によって影響をあまり受けないので、より良好に成立することが経験的にわかる。 $da$ の異なる値でのコスト関数 $V(\theta, d)$ のそれぞれの最小値を求める代わ\*

$$\min_{d, \theta} [\min_{\theta} \{V(d, \theta)\}] = \min_{d, \theta} [\min_{\theta} \{1/(N(L - d))\} \| (0 \ I) Q^T X \|^2]$$

【0037】ここで、 $\min$ の下側に $d$ 又は $\theta$ が記述されている関数は、 $d$ 又は $\theta$ を変化して関数値が最小となる関数である。最初の最小化は、増加する個々の信号数 $d$ の離散値に対する粗い1次元の探索であり、信号数 $d$ の各値に対してサブルーチンが呼び出され、いくつかの最小のコスト関数値に収束することが可能である複数の信号パラメータ（この場合は、入射角ベクトル $\theta$ である。）の空間にわたって多次元の探索を実行する。ここで、多次元の探索であるので、注意深い初期化を実行する必要がある。この値は、正確な検出値の決定がなされた最大の減少する傾斜を見つけるため、前の2つの値と比較される。上述の両方の最小化処理では初期化が必要である。第1と第2の最小化処理のための初期値選択の指標は後述する。

【0038】上述の検出アルゴリズムをまとめると、以下ようになる。

(1)  $da$ を所定の初期値に設定して、 $d = da - 1$ と $d = da - 2$ に対してそれぞれ、数21に示すコスト関数 $V(\theta, d)$ の最小値を初期化あるいは算定する。ここで、初期化選択をどのように行うかの方法についての詳細は後述する。

(2)  $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m]$ に関してコスト関数 $V(da, \theta)$ を最小化する操作を行う。これは数23に示すように、コスト関数 $V(da, \theta)$ の最小値を与える $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_m]$ を求める。このときのであるコスト関数最小値を $V_{\min}(da, \theta)$ とする。

【0039】

【数23】

$$\begin{aligned} V_{\min}(da, \theta) \\ = \min_{\theta} \{V(da, \theta)\} \\ = \min_{\theta} \{1/(N(L - da))\} \| (0 \ I) Q^T X \|^2 \end{aligned}$$

【0040】(3) 信号数 $d$ を $da$ であるというゼロ仮

\*りに、増加する $da$ の値に対するコスト関数 $V(\theta, d)$ の傾斜を比較する。検出された信号の数は、この傾斜が前回の処理における傾斜と比較して減少するような当該傾斜に対する値に対応する。要約すると、本発明に係る方法のアルゴリズムは、次の数22によって記述されるように、検出すべき信号パラメータ（入射角）における別の最小化を実行しながら、信号数に対する最小化を実行するアルゴリズムと見ることができる。

【0036】

【数22】

説Hypoをたてる。

ゼロ仮説Hypo:  $d = da$

(4)  $V_{\min}(d, \theta) > 2 V_{\min}(d-1, \theta) - V_{\min}(d-2, \theta)$ を満足する場合はゼロ仮説Hypoを受け入れて、すなわち信号数 $d = da$ として終了し、満足しない場合は、ゼロ仮説Hypoを排除して、 $d = da + 1$ にして(2)へ戻る。

【0041】ここで、信号の受信が連続的である信号が繰り返される実際のアプリケーションにおいては、 $da$ の初期値は任意の時刻において予測される現在の信号の最小数とする。例えば、移动通信無線システムにおいて、同じ周波数を使う隣接セルからのみ干渉が生じるように、1つのセル内の各移動体に1つの特定の周波数を割当てて。通常のセル・アーキテクチャでは隣接して干渉を生じさせる6個のセルが存在するので、初期値を $da = 7$ （1つの所望信号と6つの干渉信号とで7つである。）とする。実際には、隣接していないセルからの経路が加算されるため、実際の正しい数はずっと大きくなる。しかし、信号の数の情報がない場合には、本アルゴリズムを始動させるには $da = 1$ 、 $da = 2$ 、 $da = 3$ の初期コスト関数値の粗い演算が必要となる。

【0042】以上説明した最小化処理は、多次元の計算を必要とするために、初期値の設定は、実際の値に近似させることが好ましい。後述する実施例におけるシミュレーションでは、実際の値より10度も逸脱した入射角 $\theta$ で初期値を設定した場合にでも、収束している。受信者が干渉信号と所要信号の方向をほぼ確認できる適用例においては、初期値の推測が可能である。例えば、移动通信無線システムにおいて、地理的な状況による基地局に対する干渉セルの位置により、干渉波の到来方向の間隔がある程度、制約を受ける。また推定が不可能な場合には、異なった初期値のパラメータによる最小化処理を数回反復して、最小コスト関数の最低値をもつ出力を選定できる。別の長所として、増加する信号数 $d$ に対して



探索動作が反復されるので、以前の最小化処理の出力値を、演算する信号数  $d$  が増加するために追加の初期値を必要とする今回の処理における初期値として利用可能である。これは、従来技術文献1「I. Ziskind and M. Wax, "Maximam Likelihood of Multiple Sources by Alternating Projection", IEEE Transaction on Acoustic, Speech, Signal Processing, Vol. ASSP-36, No. 10, p. 1553-1560, 1988年10月」に詳細に記述されている別の射影アルゴリズムの適用例である。

【0043】前述の検出方法では、固有値分解が行われていないけれど、コスト関数  $V(\theta, d)$  の大域的最小値を見つけるため多次元探索処理が必要である。ここでは、大域的最小値に十分近似するように初期化されたときに2次関数的に乗算数  $Ld^2$  に比例するオーダー  $O(Ld^2)$  の計算量で収束するような修正された可変投影アルゴリズムを用いた。ここで、修正された可変投影アルゴリズムは、従来技術文献2「G. W. Stewart, "An Updating Algorithm for Subspace Tracking", IEEE Transaction on Signal Processing, Vol. 40, No. 6, 1992年6月」に詳細な説明がされている。これによると、最適化処理では下記の数式演算が必要となる。まず、アレー応答行列  $A$  のQR分解は、次の数24で表すことができる。

【0044】

【数24】

$$A = [Q_1 \quad Q_2] \begin{bmatrix} R_1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

【0045】次に、最適化処理中に勾配とヘッセの行列を演算するため必要な中間変数  $D$  を次の数25で定義する。

【0046】

【数25】  $D = [\partial a(\theta_1)/\partial \theta_1 \quad \partial a(\theta_2)/\partial \theta_2$   
 $\cdots \quad \partial a(\theta_d)/\partial \theta_d]$

【0047】ここで、アレー応答行列  $A$  は計測するか又は数学的なモデルを用いた演算をすることにより予め知る必要があるので、中間変数  $D$  と同じくQR分解の因子分解は前もって行なうことができる。次に、関数  $\Phi$  と、正しいパラメータ値でその出力が最小となるエラー関数  $\Psi$  と、演算された出力信号ベクトル  $\Omega$  とをそれぞれ、次の数26, 27, 28で表す。

【0048】

【数26】  $\Phi = Q_2^\dagger D$

【数27】  $\Psi = M^\dagger Q_2$

【数28】  $\Omega = R_1^{-1} Q_1^\dagger M$

【0049】ここで、数27、数28における  $M$  は、正規化受信信号行列であり、 $M = [1/\sqrt{\{N(L-d)\}}] \cdot X$  で表される。所定の数学的操作の結果、基準関数  $V$ 、勾配ベクトル  $V'$ 、ヘッセ行列  $H$ 、探索角度の誤差  $\Delta\theta$  はそれぞれ、次の数29、数30、数31、数32、数33で表すことができる。

【0050】

【数29】  $V = \text{Trace} \{ \Psi \Psi^\dagger \}$

【数30】  $V' = 2 \text{Re} \{ \text{diag} (\Omega \Psi \Phi) \}$

【数31】  $H = 2 \text{Re} \{ (\Phi^\dagger \Phi) * (\Omega \Omega^\dagger) \}$

【数32】  $H_{ii} = H_{ii} (1 + \mu_k)$

【数33】  $\Delta\theta = H^{-1} V'$

【0051】そして、次の数34から更新された入射角  $\theta^{k+1}$  が計算される。

【0052】

【数34】  $\theta^{k+1} = \theta^k - \Delta\theta$

【0053】ここで、記号  $*$  はシュア積を表し、 $\mu$

は、リベンバーグ/マーカルドのステップレングス法により選定されるステップサイズパラメータである。その方法は、それが最小値から離れている場合には最急降下法として、最小値に近い場合には逆ヘッセ方法としてふるまうようにステップサイズを選定するものである。ここで、リベンバーグ/マーカルドのステップレングス法については、従来技術文献3「W. H. Press et al., "Numerical recipes in C", Cambridge University Press, Sec. Edition, 1992」に詳細に説明されている。実際には、コスト関数が増加するときはステップサイズパラメータ  $\mu_k$  を10倍し、コスト関数が減少するときはステップサイズパラメータ  $\mu_k$  を  $1/10$  に減少させる。詳細については従来技術文献3の第15章に詳細な説明がされている。

【0054】初期化処理は、最適化問題への緩和最適化原理（一度に1つのパラメータ）のアプリケーションである交互投影アルゴリズムを使えば可能である。最適化問題については、上述の従来技術文献2に詳細な説明がされており、交互投影アルゴリズムについては、上述の従来技術文献3に詳細に説明されている。本例では、 $da$  の値を増加させて探索処理が反復されるので、前回の最小化処理時の最小値を、信号数  $da$  の増加のために追加の初期値を必要とする今回の処理における初期値としてそのまま適用することができる。

【0055】次に、信号源の位置が異なり、SNRが異なる場合について、計算機シミュレーションにて調べた。その結果は、SNRがある閾値より大きく、信号の入射角が互いにある程度離れている限りにおいては、満足できる検出および推定値が得られる。これらの条件が

満足されず、特に 2 つの信号の入射角  $\theta$  が互いに非常に近接している場合には、より正確な初期化処理が必要となる。移動体通信システムでは、信号源の位置が検出動作間でそれほど遠く離れないため、前の入射角  $\theta$  の推定値を次の初期値として利用することにより、より良好な初期化が可能となる。入射角  $\theta$  が十分に離れているときには、本発明の方法のアルゴリズムにより、次の検出演算のための初期値として十分に正確である推定値が作成でき、入射角  $\theta$  の分解能の点で高い収束性が得られた。

【0056】本方法の基本的な寄与はその性能をひどく低下させることなく演算を簡略化させるので、簡単なビーム形成方法が提供できる。数 3 と数 2 4 とから信号行列  $S$  を用いて次の数 3 5 の関係式が成り立ち、出力信号ベクトル  $S_h$  は次の数 3 6 の近似式で表すことを提案する。すなわち、出力信号ベクトル  $S_h$  は、 $d \times d$  の三角行列  $R_i$  の逆行列と、行列  $Q_i$  の共役転置行列  $Q_i^\dagger$  と、受信信号行列  $X$  との積で表される。

【0057】

$$\text{【数 3 5】 } R_i^{-1} Q_i^\dagger X = S + R_i^{-1} Q_i^\dagger N$$

$$\text{【数 3 6】 } S_h \approx R_i^{-1} Q_i^\dagger X$$

【0058】以上詳述した原理に基づいて、受信信号処理装置 5 では、コスト関数  $V(\theta, d)$  が最小になるように、信号数  $d$  と入射角ベクトル  $\theta$  とを演算して、当該信号数  $d$  と入射角ベクトル  $\theta$  と出力信号ベクトル  $S_h$  とを出力する。

【0059】次に、上述の原理に基づいて、受信信号処理を実行する受信信号処理回路 5 について説明する。受信信号処理回路 5 は、図 2 に示すように、CPU 10 と ROM 11 と RAM 12 とインターフェース 14 とメモリ 13 とからなる。ここで、メモリ 13 は、正規化受信信号行列メモリ 21 とコスト関数値メモリ 22 と出力信号ベクトルメモリ 23 と入射角ベクトルメモリ 24 とアレー応答行列メモリ 25 と QR 分解行列メモリ 26 と勾配ベクトルメモリ 27 とヘッセ行列ベクトルメモリ 28 とに区分されている。

【0060】受信信号処理回路 5 において、ROM 11 には図 3 及び図 4 に示す受信信号処理プログラム及びそのプログラムを実行するために必要なデータが格納されていて、CPU 10 は、ROM 11 に格納された受信信号処理プログラムに従って、必要なデータをメモリ 4、メモリ 13 及びワークエリアとして用いられる RAM 12 から読み出して、後述する受信信号処理を実行して、CPU 10 と復調器 6 との間の信号変換などのインターフェース処理を実行するインターフェース 14 を介して、出力信号ベクトル  $S_h$  を復調器 6 に出力する。

【0061】以下、図 2、図 3 及び図 4 を参照して、受信信号処理回路 5 について詳細に説明する。まず、図 3 のフローチャートのステップ S1 において、CPU 10 は、信号数パラメータ  $d_a$  とコスト関数値  $V_{da-1}$ 、 $V_{da-2}$  とを所定の初期値に設定して、信号数パラメータ  $d$

$a$  を RAM 12 に記憶させ、コスト関数値  $V_{da-1}$ 、 $V_{da-2}$  をコスト関数値メモリ 22 に記憶させる。次に、ステップ S2 において、CPU 10 は、メモリ 4 から読み出した受信信号行列  $X$  と、RAM 12 から読み出した信号数パラメータ  $d_a$  とを用いて正規化受信信号行列  $M$  を計算して、計算した正規化受信信号行列  $M$  を正規化受信信号行列メモリ 21 に記憶させる。

【0062】次に、ステップ 3 において、以下のコスト関数値  $V_a$  の計算処理を実行して、計算されたコスト関数値  $V_a$  をコスト関数値メモリ 22 に記憶させる。すなわち、サブルーチンのステップ S3 においては、図 4 に示すように、ステップ S31 で、CPU 10 は、入射角ベクトル  $\theta^k$  を初期値  $\theta^0$  に設定して、ステップ S32 で、入射角ベクトル  $\theta^k$  に基づいて、アレー応答行列  $A(\theta^k)$  を計算して、計算したアレー応答行列  $A(\theta^k)$  をアレー応答行列メモリ 25 に記憶させる。また、ステップ S33 では、アレー応答行列メモリ 25 から読み出したアレー応答行列  $A(\theta^k)$  を QR 分解した変換式を用いて、行列  $Q_i$ 、 $Q_2$ 、 $R_i$  を計算して、行列  $Q_i$ 、 $Q_2$ 、 $R_i$  を QR 分解行列メモリ 26 に記憶させる。

【0063】ステップ S34 では、CPU 10 は、正規化受信信号行列メモリから読み出した正規化受信信号行列  $M$  と、QR 分解行列メモリ 26 から読み出した行列  $Q_i$ 、 $Q_2$ 、 $R_i$  と数 2 4 乃至数 3 0 とを用いてコスト関数値  $V_a$  と勾配ベクトル  $V'_a$  とヘッセ行列  $H$  を計算して、コスト関数値  $V_a$  をコスト関数値メモリ 22 に記憶させ、勾配ベクトル  $V'_a$ 、勾配ベクトルメモリ 27 に記憶させ、ヘッセ行列  $H$  をヘッセ行列メモリ 28 に記憶させる。ステップ S35 では、CPU 10 は、勾配ベクトルメモリ 27 から読み出した勾配ベクトル  $V'_a$  とヘッセ行列メモリ 28 から読み出したヘッセ行列  $H$  と数 3 2 とを用いて、探索角度の誤差  $\Delta\theta$  を計算して、当該誤差  $\Delta\theta$  を RAM 12 に記憶させる。ステップ S36 では、CPU 10 は、RAM 12 から読み出した誤差  $\Delta\theta$  と予め設定された基準誤差  $\Delta\theta_0$  とを比較して、誤差  $\Delta\theta$  が基準誤差  $\Delta\theta_0$  より小さい場合には、メインプログラムのステップ S4 に進み、それ以外の場合には、ステップ S37 に進む。ステップ S37 では、CPU 10 は  $\theta^k$  に  $\theta^k - \Delta\theta$  を代入することにより  $\theta^k$  を更新して、ステップ S32 に進んで、ステップ S32 乃至ステップ S36 を繰り返し実行する。

【0064】図 3 のステップ S4 では、CPU 10 は、コスト関数値メモリ 22 から読み出したコスト関数値  $V_a$ 、 $V_{da-1}$ 、 $V_{da-2}$  とに基づいて、 $V_a > 2V_{da-1} - V_{da-2}$  であるか否かを判断して、 $V_a > 2V_{da-1} - V_{da-2}$  である場合には、ステップ S6 に進み、 $V_a > 2V_{da-1} - V_{da-2}$  でない場合には、ステップ S5 に進む。ステップ S5 では、CPU 10 は、信号数パラメータ  $d_a$  に  $d_a + 1$  を代入することにより信号パラメータ  $d_a$  を更新し、信号パラメータ  $d_a'$  に信号パラメータ  $d_a$  を代入

して信号パラメータ  $d a'$  を更新し、出力信号ベクトル  $\Omega'$  に出力信号ベクトル  $\Omega$  を代入することにより出力信号ベクトル  $\Omega'$  を設定してステップ S 2 に進み、ステップ S 2, S 3, S 4 の処理を繰り返して実行する。

【0065】ステップ S 6 では、到来信号の個数  $d$  と、 $d$  個の到来信号のアレーアンテナ 100 への各到来方向の角度とを検出して、出力信号ベクトル  $\Omega'$  に  $\sqrt{\{N(L-d a')\}}$  を乗じて出力信号ベクトル  $S_h$  を計算して、ステップ S 7 で復調器 6 に出力する。このように、出力信号ベクトル  $S_h$  は、すでに演算されている出力信号ベクトル  $\Omega'$  に  $\sqrt{\{N(L-d a')\}}$  を乗じるという比較的簡単な演算により求めることができるというのも QR 分解を用いた実施形態の方法の長所の 1 つである。

【0066】以上のように構成された受信信号処理回路 5 は、アレーアンテナ 100 から出力された複数  $L$  個の受信信号に基づいて、複数  $d$  個の到来信号の信号成分が最大となるようにアレー応答行列  $A$  を演算して、当該アレー応答行列  $A$  を  $(L \times L)$  のユニタリ行列  $Q$  と、

$(L \times d)$  の行列  $R$  との積に QR 分解して、ユニタリ行列  $Q$  の 1 列目から  $d$  列目までの列からなる  $(L \times d)$  の行列  $Q_1$  と、行列  $R$  の 1 行目から  $d$  行目までの行からなる  $(d \times d)$  の三角行列  $R_1$  と、複数  $L$  個の受信信号とに基づいて、上記  $(d \times d)$  の三角行列  $R_1$  の逆行列と、行列  $Q_1$  の共役転置行列と、受信信号行列  $X$  との積を演算することにより当該積である出力信号ベクトル  $S_h$  を復調器 6 に出力する。これによって、実施形態の受信機は、複数  $d$  個の到来信号を検出して、受信データ信号を復調器 6 から出力することができる。

【0067】以上、詳述した実施形態の受信信号処理回路 5 で実行する処理アルゴリズムは、異なる複数  $d$  個の到来信号に対するアレー応答行列  $A$  を QR 変換を用いて演算して、 $d$  個の信号を出力している。この信号処理方法は、必要とされる信号処理演算のほとんどが、QR 分解、行列の積と和、逆行列の計算、およびシユア積などの簡単な行列のデータ演算なので、従来例に比較して演算時間を短くでき、短い検出時間で信号の検出をすることができる。

【0068】以上、詳述した実施形態の受信信号処理回路 5 は、異なる複数  $d$  個の到来信号に対するアレー応答行列  $A$  を QR 分解を用いて演算して、狭帯域の信号ビームの到来方向を高速で検出することができる。これによって、移動体通信や衛星通信などの、割り当てられる周波数が急速に飽和状態となっている通信システムにおいて、通信容量を増加させるために、狭帯域の信号ビームを利用しようとしている分野では特に有効である。また、特にチャンネル切り替えが必要なセルラー電話システムにおける空間的なローカル化に対しても有効である。

【0069】<変形例> 以上の実施形態の受信機は、ア

レーアンテナ 100 を用いて、到来する無線信号を受信する無線受信機であるが、本発明はこれに限らず、水中を伝搬する振動波、地震波等の他の振動波の到来方向を検出して出力するように構成してもよい。すなわち、所定の振動を検出するセンサー素子が複数個配列されてなるアレーセンサーによって検出される検出信号に基づいて、上述した受信信号処理回路 5 で実行する信号処理アルゴリズムを用いて、信号の到来方向を検出し、所望の信号を出力する受信機を構成することができる。

【0070】

【実施例】本発明者らは、本発明の効果を確認するために種々のシミュレーションを行った。以下、各シミュレーションの結果について説明する。ここで、各シミュレーションにおいて、アレーアンテナ 100 は、8 個のアンテナ素子 1-1 乃至 1-8 からなり、各アンテナ素子が到来する信号の半波長の間隔で一直線上に配列されたリニアアレーアンテナを用い、同一の電力を有する 4 つの信号を互いに異なる方向から入力したと仮定した。入力する各信号と雑音のベクトルは、異なる種の初期値として、正規乱数生成サブルーチンを使って、コンピュータ内で個別に作成した。各シミュレーションでのデータのベクトルサイズは、信号のスナップショットに対応させて 100 に設定し、グラフに示した点は信号と雑音を 200 回の測定値の平均で示している。コヒーレントな信号の場合では、複数の対応するデータベクトルは、正規乱数生成サブルーチンにおいて同じ種の初期値で初期化されるので、同一の信号として仮定した。

【0071】<実施例 1> 図 5 は、アレーアンテナ 100 に入力する 4 つの信号の入射角  $\theta$  をそれぞれ  $-30^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  に固定した場合の、受信信号処理回路 5 の信号数  $d$  の検出処理の過程における、各信号パラメータ  $d a$  に対するコスト関数  $V(\theta, d a)$  の値を示したグラフである。ここで、このシミュレーションでは、アレーアンテナ 100 に入力する 4 つの信号の入射角  $\theta$  をそれぞれ  $-30^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$  に固定した。また、図 5 のグラフには、信号対雑音電力比 SNR を、 $-10$  dB から  $20$  dB の間で  $2$  dB ステップで変化させて、各 SNR の値について示している。図 5 のグラフから明らかなように、信号対雑音電力比 SNR  $> 8$  dB では、検出すべき信号数  $d a = 4$  のときに、コスト関数  $V(\theta, d a)$  が最小値を示している。すなわち、コスト関数  $V(\theta, d a)$  が最小値を検出することにより、信号対雑音電力比 SNR  $> 8$  dB のときには、正しい信号数である  $d a = 4$  を検出することができることを示している。

【0072】また、上述した、連続した検出数  $d a$  に対するコスト関数  $V(\theta, d a)$  の勾配を利用する方法を用いれば、信号対雑音電力比 SNR  $> -6$  dB 以下の場合に信号数  $d = 4$  を検出することができることがわかった。すなわち、実施形態の受信信号処理回路 5 によれ

10

20

30

40

50

ば、信号対雑音電力比SNR>-6dBのときには、正しい信号数である4を検出することができることを確認した。

【0073】さらに検討を重ねた結果、非コヒーレントな信号およびコヒーレントな信号のどちらの信号に対しても、本発明の方法のアルゴリズムは効果的であることがわかった。コヒーレントな信号を用いた場合では、入射角 $\theta$ が $20^\circ$ と $30^\circ$ の信号は同じと判断された。

【0074】<実施例2>実施例2では、アレーアンテナ100に入力する4つの信号の入射角 $\theta$ をそれぞれ $-30^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$ に固定した条件で、正しい信号数4を検出したときの、検出された入射角 $\theta$ の誤差の標準偏差を用いて検出する能力を評価した。図6のグラフは、その結果を信号対雑音電力比SNRに対する入射角 $\theta$ の誤差の標準偏差で示している。ここで、図6のグラフでは、4つの信号は非コヒーレントであるとして、入射角 $\theta=30^\circ$ に対する信号の検出された入射角の誤差の標準偏差を示した。また、図6のグラフには、比較としてWSF法を用いて検出した場合についても示している。ここで、WSF法は従来技術文献6

「M. Viberg et al., "Detection and Estimation in Sensor Arrays Using Weighted Subspace Fitting", IEEE Transaction on Signal Processing, Vol. 39, No. 11, 1991年11月」に詳細に記述されている。図6のグラフから明らかなように、図示した信号対雑音電力比SNRの範囲では、実施形態の方法はWSF法と同等の検出精度を有することがわかる。図7のグラフは、入力する4つの信号がコヒーレント信号の場合について示している。図7の\*

OSINR

$$= [E\{|w^* a_1(\theta_1) s_1(t)|^2\}] / [\sigma^2 |w|^2 + \sum_{k=2}^4 E\{|w^* a_1(\theta_k) s_k(t)|^2\}]$$

【数38】

ISINR

$$= [E\{|a_1(\theta_1) s_1(t)|^2\}] / [\sigma^2 + \sum_{k=2}^4 E\{|a_1(\theta_k) s_k(t)|^2\}]$$

【0078】ここで、 $E(\cdot)$ は統計的な期待値で、 $w$ は対応する重み付けベクトルである。また、\*は共役複素数を表す。このOSINRとISINRの差は、適応ビーム形成法を使用する信号処理での改善度を表している。

【0079】実施例4では、信号対雑音電力比SNRや入射角 $\theta$ を変化させて、それぞれの信号対雑音電力比SNRにおける各入射角 $\theta$ についてシミュレーションを行って出力信号のOSINRを算出し、LCMV (Linear Constrained Minimum V

\* グラフから明らかなように、入力する4つの信号がコヒーレント信号の場合でも、実施形態の方法はWSF法と同等の検出精度を有することがわかる。

【0075】<実施例3>実施例3では、入力される4つの信号のうち入射角 $\theta=20^\circ$ に対応する信号の入射角を $20^\circ$ から $26^\circ$ の間で、変化させて、信号対雑音電力比SNRを $-5$ dBと $10$ dBの間の各信号対雑音電力比SNR値に対する検出誤りの割合を測定した。この実施例3では、4つの信号のうち入射角 $\theta=20^\circ$ 以外の3つの信号の入射角 $\theta$ は、それぞれ $-30^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$ に固定して行った。また、検出処理における初期値は、実際に受信信号処理回路5が用いられる場合には、入射角 $\theta$ の検出処理は連続的に行われ、かつ各検出期間の間での入射角 $\theta$ の変動は小さいことを考慮して、1つ前の検出処理での入射角 $\theta$ の出力結果を、検出処理における初期値として用いた。その結果、隣接する信号の各入射角 $\theta$ の差が $4^\circ$ 以上であれば、信号対雑音電力比SNRが $-5$ dBと $10$ dBの間における検出誤りは10%以下になることが明らかになった。

【0076】<実施例4>次に、受信信号処理回路5から出力される出力信号に含まれる干渉信号電力及び雑音電力の割合について評価をした結果について説明する。ここでは、数37で表される、雑音電力と干渉信号電力の加算値に対する出力信号電力の比{出力信号電力/(雑音電力+干渉信号電力)}OSINRと、数38で表される、雑音電力と干渉信号電力との加算値に対する入力信号電力の比{入力信号電力/(雑音電力+干渉信号電力)}ISINRとを用いて評価した。

【0077】

【数37】

4

da

k=2

ariance) 法や基準信号法を用いて算出した出力信号のOSINRと比較した。ここで、LCMV法及び基準信号法については、従来技術文献4「B. D. Van Veen et al., "Beamforming: A Versatile Approach to Spatial Filtering", IEEE ASSP Mag., pp. 4-24, 1988年4月」に詳細に説明されている。

【0080】ここでは、まず最初に、信号対雑音電力比SNRを0dBとして、上述の実施例3の場合と同様に

3つの信号の入射角 $\theta$ を $-30^\circ$ ,  $30^\circ$ ,  $60^\circ$ に固定し、他の1つ信号の入射角 $\theta$ を $20^\circ$ から $26^\circ$ まで、 $1^\circ$ ステップで設定してそれぞれの入射角 $\theta$ におけるOSNIRを求めて、図8のグラフに示した。図8のグラフには、同様の条件のもとで、LCMV法と基準信号法を用いて算出した結果を比較のために示している。ここで、上述の条件下でのISNIRは約 $-6$  dBの一定値となった。また、本発明方法とLCMV法において、コヒーレント信号と非コヒーレント信号の双方について評価したが、コヒーレント信号と非コヒーレント信号では同じ結果が得られた。当然ながら、コヒーレント信号の場合には、基準信号法では検出することはできない。本実施例4でのアレーアンテナ100にて得られる利得は $14$  dBと $7$  dBの間で変化した。

【0081】図9は、信号対雑音電力比SNRを $10$  dBに設定し、他の条件を図8のグラフを求めたときと同様に設定して、シミュレーションをしてその結果を示したグラフである。この場合、ISNIR= $-5$  dBとなった。また、入射角 $\theta = 20^\circ$ の場合、すなわち、隣接する入射角 $\theta = 30^\circ$ の信号との入射角の差が $10^\circ$ のときに最大の利得は $22$  dBであり、入射角 $\theta = 26^\circ$ の場合、すなわち、隣接する入射角 $\theta = 30^\circ$ の信号との入射角の差が $4^\circ$ のときに最小の利得の $16$  dBであった。

【0082】<実施例5>次に、実施形態における受信信号処理方法の改善において、デジタル回路でリアルタイム処理をするために以下の2つの制約条件に注意して試みた。1つは、パラレルのパイプライン構造によって得られる演算速度であり、2番目は、確実に良好な状態とされたアルゴリズムによって得られる数値結果の精度である。連立1次方程式を数値的に解く場合に数値的に\*

$$\begin{bmatrix} c & s* \\ -s & c* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \cdots 0 & x_1 \cdots x_k \\ 0 \cdots 0 & y_1 \cdots y_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \cdots 0 & x'_1 \cdots x'_k \\ 0 \cdots 0 & 0 \cdots y'_k \end{bmatrix}$$

【0087】ここで、回転係数 $c$ と $s$ は、数41乃至数43を満足するものである。

【0088】

【数41】 $-s x_i + c y_i = 0$

【数42】 $s*s + c*c = 1$

【数43】 $c* = c$

【0089】すなわち、 $(n_1 \times n_2)$ の行列 $Y$ を三角化処理するために、上記のように消去をする方法が利用可能である。もし、 $n_1 > n_2$ の場合であれば、行列 $Y$ の左側を処理して、連続して乗算することにより上から下へ、左から右へ、 $Y$ の列をゼロにできる。その変換をアレー応答行列 $A$ のQR分解に適用して、数6を得るためにはさらに $\{(2L-d-1)/2\} \cdot d$ の平面回転

\* 不安定となる度合は、係数行列の条件数にて決定される。行列 $Y$ の条件数 $C_n(Y)$ は、行列 $Y$ の最大固有値と最小固有値の比で表され、条件数 $C_n(Y)$ が大きいほど数値的に不安定となる。ここで、本アルゴリズムで必要とする信号処理部(SPU)は、下記の第1乃至第3の部分から成る。

【0083】第1の部分は、アレーアンテナ100で受信された後のデジタル信号処理のためにデータを準備する信号処理部である。ここでは、自己相関値 $R_x$ を演算する代わりに次の数39で表されるデータ行列 $C_n(X)$ を用いた。これによって、数値的に有利である。

【0084】

【数39】 $C_n(X) = \sqrt{\{C_n(R_x)\}}$

【0085】第2の部分は、 $A$ をQR分解して、初期値とは異なる入射角 $\theta$ や検出すべき信号数 $d_a$ に対する行列 $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $R_1$ 及び逆行列 $R_1^{-1}$ の値を得るための信号処理部である。その変換を効率よく行うにはギブンス公式とハウスホルダー公式の2つのアルゴリズムが知られており、それらはギブンス公式とハウスホルダー公式で、従来技術文献5「N. L. Owsly, "Systolic Arrey Adaptive Beamforming", Naval Underwater Sys. Center, Technical Report 7981, 1981, 1981年9月」、従来技術文献6に簡単に記述されている。ギブンス回転法は1つの行列の左(または右)に作用させて、次の数40に示すように、注目する列(または行)の2つの行(または列)の一方の要素を0にする。

【0086】

【数40】

が必要となる。ここで、当該平面回転を実行するために、乗数演算の必要のない効率的なアルゴリズムを用いることができる。当該アルゴリズムは、従来技術文献7「J. M. Delosme, "Cordic Algorithms: Theory and Extension", SPIE Vol. 1152 Adv. Algorithms and Architectures for Signal Processing I V, pp. 131-145, 1989年」において説明されている。またさらに、処理効率を上げるため、上述のパラレルのパイプライン構造にもギブンス回転法のアルゴリズムが適用可能である。

【0090】上述の第2のハウスホルダーのアルゴリズム

$\Lambda$ は、QR分解を実行するのに利用される。その変換式はユニタリー対称行列Pが次の数44で表されるので、 $u = x \pm \|x\| e_1$  のとき次の数45のように表すことができる。

【0091】

【数44】  $P = I - 2 \cdot (u u^\dagger) / (u^\dagger u)$

【数45】  $P x = \|x\| e_1$

【0092】それゆえ、全部の三角化処理が完了するまで、所定の行以下の全要素に作用して、複数の列を同時にゼロにする。ここで適用するパラレルのパイプライン構造は、ハウスホルダー変換に比べて処理装置が簡略化

できるのでギブズのアルゴリズムの方が好ましい。  
【0093】第3の部分は、数21乃至数32に示された最適化処理に必要な基本的な線形演算処理ユニットである。ここでは、8つの行列の乗算を行なうが、最も演算回数を要する演算は  $L d^2$  に比例するオーダーO ( $L d^2$ ) の複素数の演算であった。これは、かなりの演算量を要するQR分解と同等である。また、2つの行列の逆行列も演算しなければならない。1つは  $d^3$  に比例するオーダーO ( $d^3$ ) の演算を必要とする三角行列を逆行列にする演算であり、もう1つは  $d^2$  の演算を必要とするシユア積の演算である。

【0094】以上のような演算を実行して、その演算数を従来例と比較した。ここで、アンテナ素子数  $L >$  信号数  $d$  であるので、複雑な演算における信号処理のコスト値は、従来の固有分解における  $L^3$  に比例するオーダーO ( $L^3$ ) の演算と、本発明方法における  $L d^2$  に比例するオーダーO ( $L d^2$ ) の演算とを比較して表した。さらに、説明を簡単にするため、図10と図11に示したコンピュータ処理の演算回数は、固有値分解の演算数は  $L$  の3乗 ( $L^3$ ) で算出し、本発明のQR分解を用いた演算数は、 $L \times d^2$  で算出したもので示している。ここで、図10のグラフは、 $d = 7$  に設定したときの、アンテナ素子数  $L$  に対する演算回数で示し、図11のグラフは、信号数  $d = L - 2$  と設定したときの、アンテナ素子数  $L$  に対する演算回数で示している。その結果、図10と図11とから明らかなように、QR分解を用いた本発明の信号処理方法は固有値分解を用いた従来の信号処理方法に比較して演算回数を少なくできることがわかる。また、図11から明らかなように、その効果は、アンテナ素子数  $L$  に比べて  $d$  が小さいほど顕著であることがわかる。

【0095】QR分解において、行列の乗算あるいは逆行列の演算処理では、ウェーブフロントアレーのような並列処理アーキテクチャーを使えば、前記の演算コストは削減できる。また、QR分解や三角行列の逆行列の演算では、シストリックアレーを別の可能な選択例として利用できる。ここで、並列処理アーキテクチャーについては、従来技術文献8「S. Y. Kung et al., "Wavefront Array Proce

ssor: Language, Architecture, and Application", IEEE Transaction on Computer, Vol. C-31, 1982年11月」において詳細に説明されている。また、シストリックアレーについては、上述の従来技術文献5に詳細に説明されている。

【0096】以上の実施例1乃至5で説明した結果から、実施形態の受信信号処理回路5で用いた受信信号処理方法の特徴は、次のようにまとめることができる。

(1) 従来例の基準信号法と比較すると、より正確に到来する信号の入射角  $\theta$  を検出することができ、しかも互いにコヒーレントな信号が入射した場合でも、到来する各信号の入射角  $\theta$  を検出することができる。

(2) 従来のLCMV法に比較すると、到来する信号の入射角  $\theta$  を検出するための演算数を少なくできるので、高速で到来する信号の入射角  $\theta$  を検出することができる。

すなわち、実施形態で説明した受信信号処理方法は、線形制約最小分散(LCMV)法あるいは基準信号法などのコンピュータ演算を用いた検出方法と同様に使用でき、特に通話チャンネル切り替えがあるセルラー移動体通信システムにおける、到来する信号の入射角  $\theta$  の検出に有効である。

【0097】

【発明の効果】本発明に係る請求項1記載の受信信号処理装置は、上記複数  $L$  個のセンサー素子によってそれぞれ受信された複数  $L$  個の受信信号に基づいて、上記複数  $d$  個の到来信号の信号成分が最大となるように、上記到来信号の個数  $d$  と、上記複数  $d$  個の到来信号の上記アレーセンサーへの各到来方向の角度と、上記複数  $d$  個の到来信号の各到来方向にそれぞれ対応し、上記複数  $L$  個のセンサー素子への入力信号に対する複数  $d$  個の出力信号を表わすための ( $L \times d$ ) のアレー応答行列を演算して、上記複数  $d$  個の到来信号の各到来方向にそれぞれ対応する ( $L \times d$ ) のアレー応答行列を、( $L \times L$ ) のユニタリー行列  $Q$  と、( $L \times d$ ) の行列  $R$  との積にQR分解して、上記ユニタリー行列  $Q$  の1列目から  $d$  列目までの列からなる ( $L \times d$ ) の行列  $Q_1$  と、上記行列  $R$  の1行目から  $d$  行目までの行からなる ( $d \times d$ ) の三角行列  $R_1$  と、上記複数  $L$  個の受信信号とに基づいて、上記 ( $d \times d$ ) の三角行列  $R_1$  の逆行列と、上記 ( $L \times d$ ) の行列  $Q_1$  の共役転置行列と、上記複数  $L$  個の受信信号からなる受信信号行列  $X$  との積を演算することにより当該積の行列を上記複数  $d$  個の到来信号として検出して出力する。これによって、従来例に比較して、短い時間で信号の検出をすることができるアレーセンサー用の受信信号処理装置を提供することができる。

【0098】また、請求項2記載の受信信号処理装置は、請求項1記載の受信信号処理装置において、上記各センサー素子はアンテナ素子であり、上記アレーセンサ

一はアレーアンテナである。これによって、上記アレーアンテナに到来する電波である複数の信号を検出して出力することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明に係る実施形態の受信機の構成を示すブロック図である。

【図 2】 図 1 の受信信号処理回路 5 の構成を示すブロック図である。

【図 3】 図 1 の受信信号処理回路 5 で実行される受信信号処理プログラムのフローチャートである。

【図 4】 図 3 の受信信号処理プログラムにおけるコスト関数値  $V_a$  の計算処理のサブルーチンのフローチャートである。

【図 5】 図 3 のフローチャートで示された受信信号処理における、信号数パラメータ  $d_a$  に対するコスト関数値  $V_a$  を示すグラフである。

【図 6】 図 1 の受信信号処理回路 5 において、コヒーレントな信号が入射したときの、入射信号の信号対雑音電力比に対する検出した入射角  $\theta$  の誤差の標準偏差を示すグラフである。

【図 7】 図 1 の受信信号処理回路 5 において、非コヒーレントな信号が入射したときの、入射信号の信号対雑音電力比に対する検出した入射角  $\theta$  の誤差の標準偏差を示すグラフである。

【図 8】 図 1 の受信信号処理回路 5 における、入力信号の信号対雑音電力比 SNR が 0 dB の場合の、雑音電力と干渉信号電力の加算値に対する出力信号電力の比を示すグラフである。

【図 9】 図 1 の受信信号処理回路 5 における、入力信号の信号対雑音電力比 SNR が 10 dB の場合の、雑音 \* 30

\* 電力と干渉信号電力の加算値に対する出力信号電力の比を示すグラフである。

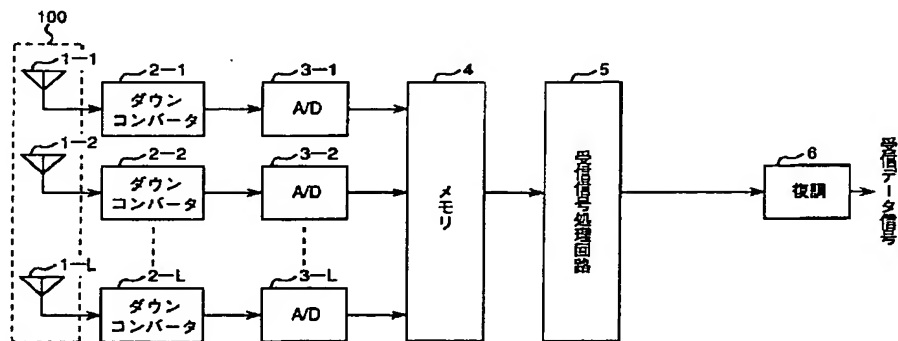
【図 10】 図 1 の受信信号処理回路 5 において、入射される信号の信号数  $d$  を 7 に設定したときの、アンテナ素子数  $L$  に対する 1 回の繰り返し当たりの演算回数を示すグラフである。

【図 11】 図 1 の受信信号処理回路 5 において、入射される信号の信号数  $d$  を  $L - 2$  に設定したときの、アンテナ素子数  $L$  に対する 1 回の繰り返し当たりの演算回数を示すグラフである。

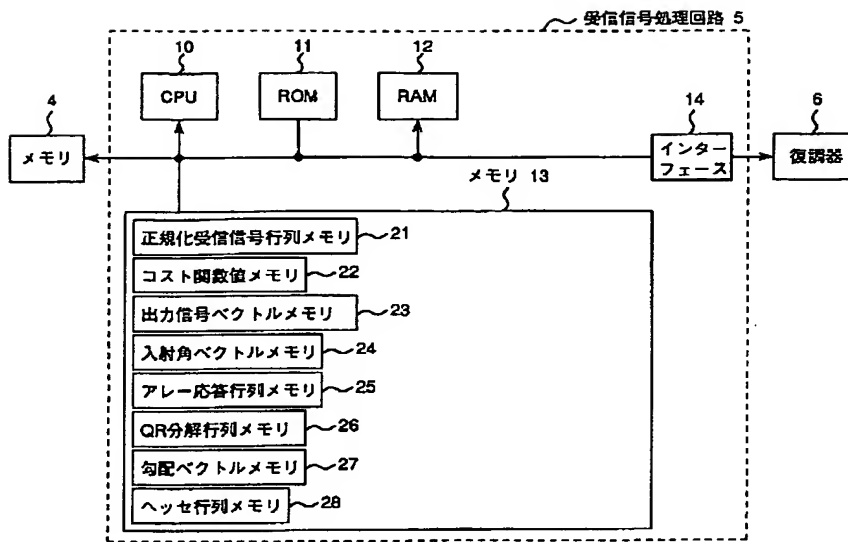
【符号の説明】

- 1 - 1 乃至 1 - L ... アンテナ素子、
- 2 - 1 乃至 2 - L ... ダウンコンバータ、
- 3 - 1 乃至 3 - L ... A/D 変換器、
- 4, 13 ... メモリ、
- 5 ... 受信信号処理回路、
- 6 ... 復調器、
- 10 ... CPU、
- 11 ... ROM、
- 12 ... RAM、
- 14 ... インターフェース、
- 21 ... 正規化受信信号行列メモリ、
- 22 ... コスト関数値メモリ、
- 23 ... 出力信号メモリ、
- 24 ... 入射角ベクトルメモリ、
- 25 ... アレー応答行列メモリ、
- 26 ... QR 分解行列メモリ、
- 27 ... 勾配ベクトルメモリ、
- 28 ... ヘッセ行列メモリ、
- 100 ... アレーアンテナ。

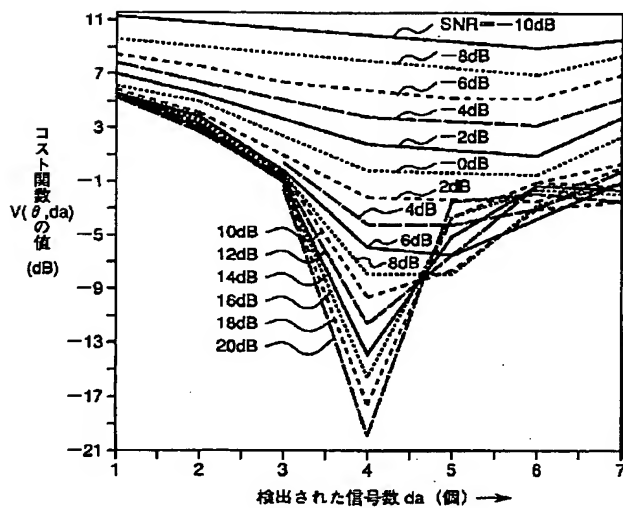
【図 1】



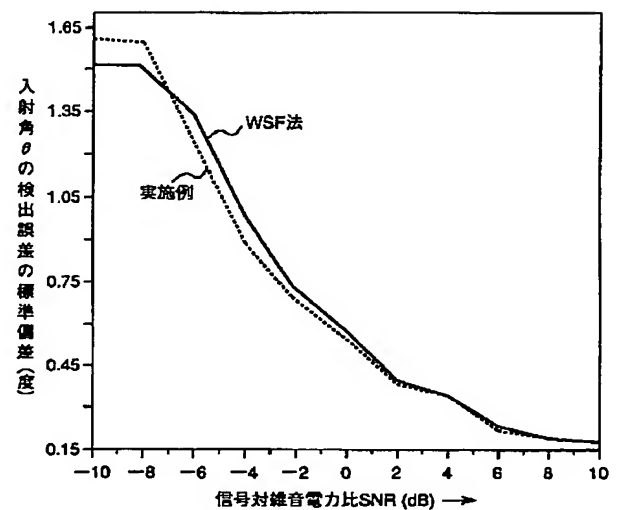
【図2】



【図5】

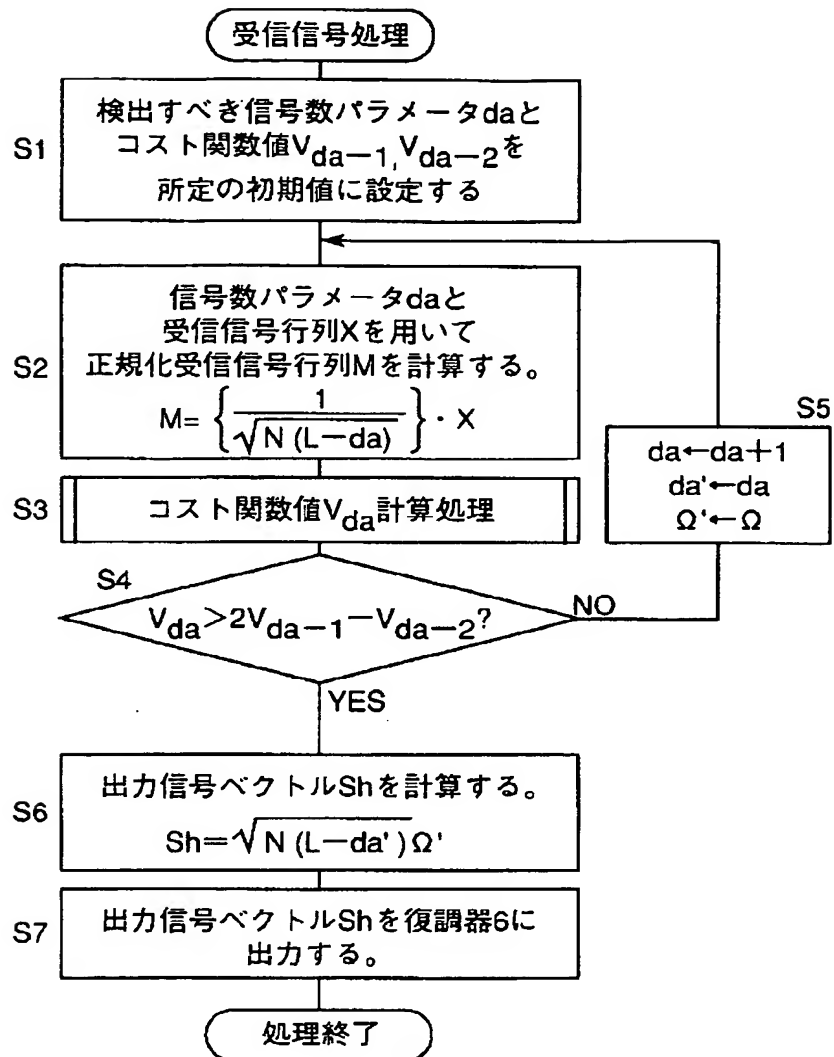


【図6】

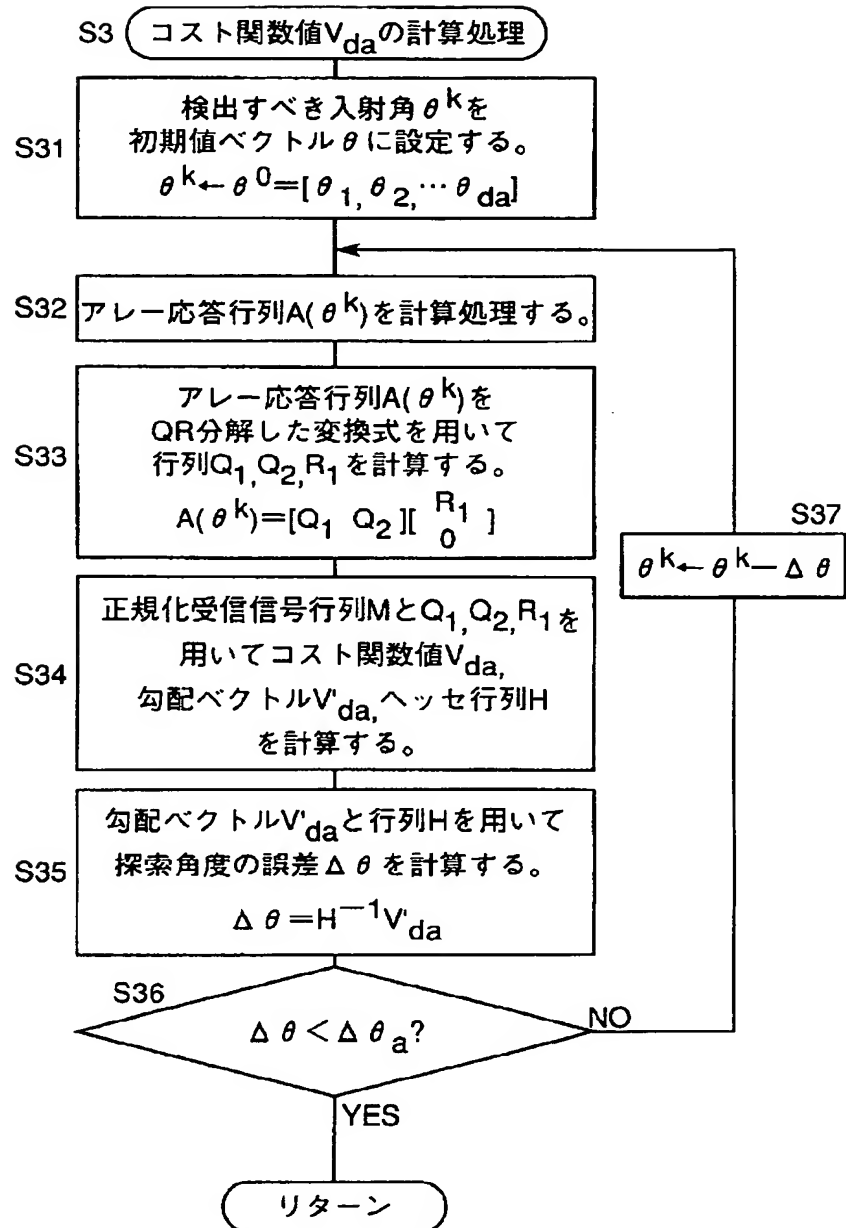




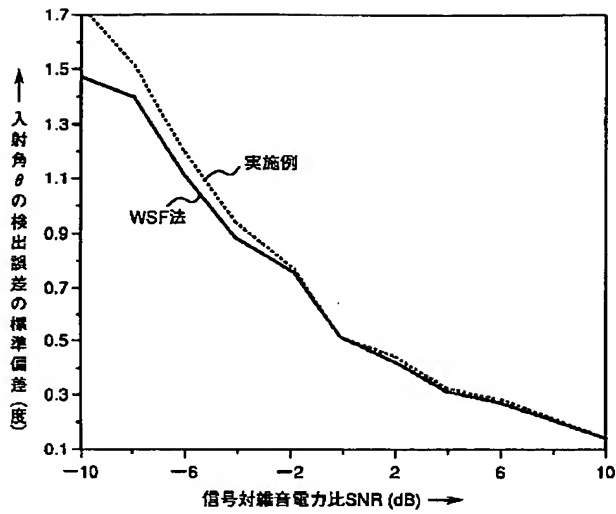
【図 3】



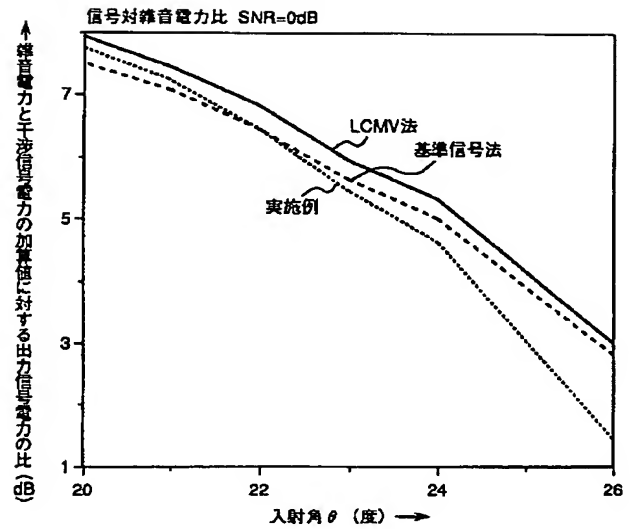
【図4】



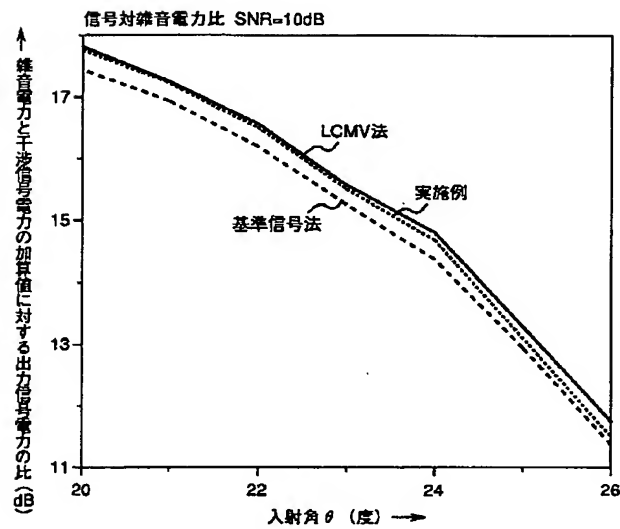
【図7】



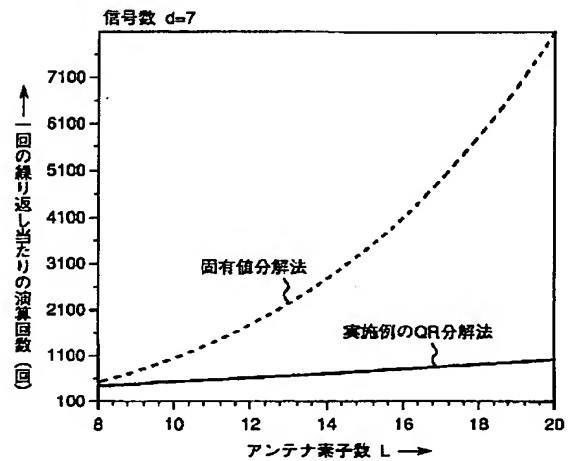
【図8】



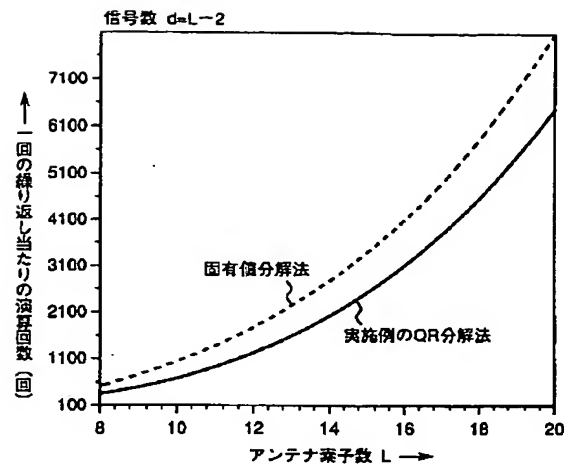
【図9】



【図10】



【図11】



## 【手続補正書】

【提出日】平成8年5月13日

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0013

【補正方法】変更

【補正内容】

【0013】ここで、 $\tau_i$ は、平面波が基準点である原点（ここで、原点は、例えばアンテナ素子1-1にある。）からi番目のアンテナ素子1-iへ伝播するのに要する時間である。また、数1の包絡線信号 $f(t)$ は実数値であって、ゆっくりと変化する時間の関数である。 $n_i(t)$ はi番目のアンテナ素子1-iで受信される付加雑音である。本実施形態において、狭帯域とは、平面波がアレーアンテナ100を通過する時間内において包絡線信号 $f(t)$ と位相 $\phi(t)$ の値が変化しないと見なすことができる程度の狭い帯域のことをいう。アンテナ素子1-iで受信された信号 $x_i(t)$ は、ダウンコンバータ2-iで周波数変換される。このとき、正弦波 $\sin(\omega_0 t)$ と $\cos(\omega_0 t)$ による乗算を伴うので、低域ろ波後の信号の出力は、同相成分 $f(t+\tau_i)\cos\{\omega_0\tau_i+\phi(t+\tau_i)\}$ と直交成分 $f(t+\tau_i)\sin\{\omega_0\tau_i+\phi(t+\tau_i)\}$ とからなる。ここで、到来する信号は、上述のように狭帯域であるので、 $f(t+\tau_i)=f(t)$ 及び $\phi(t+\tau_i)=\phi(t)$ が成り立つ。このようにd個の信号がある場合、遅延時間 $\tau_i$ は、各平面波の到来方向とアンテナ素子1-iの位置とに対応した値になるので、以後、上記原点を基準とする各アンテナ素子1-iにおける各平面波の遅延時間を $\tau_{ik}$ と表す。ここで、 $i=1, 2, \dots, L$ であり、 $k=1, 2, \dots, d$ である。そして、L個のアンテナ素子1-iからなるアレーアンテナ100の出力である複素数のL次元列ベクトル $x(t)$ は、次の数2で示することができる。

【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0024

【補正方法】変更

【補正内容】

【0024】ここで、ユニタリー行列Qを、数10に示すユニタリー行列Qの1列目からd列目までの列からなる $(L \times d)$ の行列 $Q_1$ と、数11に示すユニタリー行列Qの $(d+1)$ 列目からL列目までの列からなる $\{L \times (L-d)\}$ の行列 $Q_2$ とを用いて、 $Q=[Q_1 Q_2]$ と表す。また、数9の行列Rを、数12で表される $(d \times d)$ の三角行列 $R_1$ を用いて数13に示すように表す。ここで、0は、成分がすべて0である $\{(L-d) \times d\}$ のゼロ行列である。

フロントページの続き

(72)発明者 関口 高志

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷 5  
番地 株式会社エイ・ティ・アール光電波  
通信研究所内

(72)発明者 三浦 龍

京都府相楽郡精華町大字乾谷小字三平谷 5  
番地 株式会社エイ・ティ・アール光電波  
通信研究所内